



I253814

發明專利說明書

(填寫本書件時請先行詳閱申請書後之申請須知，作※記號部分請勿填寫)

※ 申請案號：92102457 ※IPC 分類：H04B 11/0

※ 申請日期：92.2.6

壹、發明名稱

(中文) 擴展正交頻分多工無線通信之操作系統、接收器及方法

(英文) SYSTEM, RECEIVER AND METHOD OF OPERATION FOR SPREAD
OFDM WIRELESS COMMUNICATION

貳、發明人 (共3人)

發明人 1 (如發明人超過一人，請填說明書發明人續頁)

姓名：(中文) 梅洛安 黛博拉

(英文) MEROUANE DEBBAH

住居所地址：(中文) 澳大利亞韋恩市格洛加斯路 8/2b 號

(英文) GROHGASSE 8/2B, 1050 WIEN, AUSTRALIA

國籍：(中文) 法國 (英文) FRANCE

參、申請人 (共1人)

申請人 1 (如申請人超過一人，請填說明書申請人續頁)

姓名或名稱：(中文) 美商摩托羅拉公司

(英文) MOTOROLA INC.

住居所或營業所地址：(中文) 美國伊利諾州史堪伯市東阿崗崑路 1303 號

(英文) 1303 E. ALGONQUIN ROAD, SCHAUMBURG,
ILLINOIS 60196, U.S.A.

國籍：(中文) 美國 (英文) U.S.A.

代表人：(中文) 強納森 E. 瑞斯基 (英文) JONATHAN E. RETSKY

發明人 2 姓名：(中文) 派翠克 梅爾(英文) PATRICK MAILLE住居所地址：(中文) 法國席森-賽維恩市拉賓路 46 號(英文) 46 RUE DE LA RABINE, 35510 CESSON-SEVIGNE, FRANCE國籍：(中文) 法國(英文) FRANCE發明人 3 姓名：(中文) 馬克 迪 克維爾(英文) MARC DE COURVILLE住居所地址：(中文) 法國吉塞伊芙市拉奧美希爾路聖奧賓科技公園哥倫比亞大樓 91190 號摩托羅拉研究中心(英文) MOTOROLA CENTRE DE RECHERCHE, PARC TECHNOLOGIQUE DE ST AUBIN, ROUTE DE L'ARME AU MERISIER, IMMEUBLE COLUMBIA 91190, GIF-SUR-YVETTE, FRANCE國籍：(中文) 法國(英文) FRANCE

捌、聲明事項

☐ 本案係符合專利法第二十條第一項 ☐ 第一款但書或 ☐ 第二款但書規定之期間，其日期為：_____

☒ 本案已向下列國家（地區）申請專利，申請日期及案號資料如下：

【格式請依：申請國家（地區）；申請日期；申請案號 順序註記】

1. 歐洲專利機構；2002 年 02 月 06 日；02290289.4

2. 歐洲專利機構；2002 年 01 月 31 日；02290219.1

3. _____

☒ 主張專利法第二十四條第一項優先權：

【格式請依：受理國家（地區）；日期；案號 順序註記】

1. 歐洲專利機構；2002 年 02 月 06 日；02290289.4

2. 歐洲專利機構；2002 年 01 月 31 日；02290219.1

3. _____

4. _____

5. _____

6. _____

7. _____

8. _____

9. _____

10. _____

☐ 主張專利法第二十五條之一第一項優先權：

【格式請依：申請日；申請案號 順序註記】

1. _____

2. _____

3. _____

☐ 主張專利法第二十六條微生物：

☐ 國內微生物 【格式請依：寄存機構；日期；號碼 順序註記】

1. _____

2. _____

3. _____

☐ 國外微生物 【格式請依：寄存國名；機構；日期；號碼 順序註記】

1. _____

2. _____

3. _____

☐ 熟習該項技術者易於獲得，不須寄存。

玖、發明說明

(發明說明應敘明：發明所屬之技術領域、先前技術、內容、實施方式及圖式簡單說明)

技術領域

本發明係關於多載波無線通訊系統，具體而言，係關於正交頻分多工 (orthogonal Frequency Division Multiplex；OFDM) 調變方案。

先前技術

此類調變方案目前廣泛應用於各種標準中，使包括無線局域網路 (WLAN) 在內的通訊系統具有高資料率：美國「IEEE 802.11a」及歐洲「HIPERLAN/2」，雙絞線 ADSL (非同步數位用戶線) 及電力線之「HomePLUG」。

在未來的十年中，挑戰在於增加資料率，以滿足多媒體寬頻傳輸的要求。現有的標準均不能滿足此類大規模 (包含許多的使用者) 的要求，由此激發了對更穩健但又較簡單的調變方案之研究，此類方案與適當的解碼演算法結合，可在封包錯誤率 (PER) 方面較典型的 OFDM 系統顯示出更好的效能。此項技術準則直接增加了系統的吞吐量。顯而易見，此種新的調變方案具有一誘人的特性，即可將其視為 OFDM 的簡單延伸，使其可按現有的標準作為專有傳輸模式實施。以此方式，其亦可提供一種方法，以順利地轉換至新的標準。

在本發明之領域中，已提出增強工作區，來減輕固有的 OFDM 弱點。當載波遭受較強的頻道衰減時，即使無雜訊存在，所傳送的資料也會不可避免地漏失。典型的替代方法為，使用前向錯誤修正 (FEC) 編碼，以沿著載波擴展資

訊，但已提出另一策略：藉由在FFT/IFFT(快速傅立葉轉換/反向FFT)調變之前，預先處理一單位展頻矩陣 W (由於其吸引人的實施特性，故通常選擇作為沃爾什哈達馬德轉換)所傳送的符號區塊，藉此結合OFDM及CDMA的強度。

必不可少的預編碼器 W 作用為，均勻地擴展所有載波上所傳送的資訊，因此即使一載波不可恢復，所傳送的資訊仍可藉由解碼其他的子頻帶而取回。

實施此類擴展OFDM(SOFDM，亦可稱為具有循環前綴之單一使用者OFDM-CDMA)調變技術需要連續的干擾消除(SIC)，並已提出許多的SIC演算法。其中一項最廣為人知的演算法為，貝爾實驗室所提出的用於多重天線系統之「V-BLAST」，發表於G.J. Foschini及M.J. Gans的出版物「使用多重天線之衰減環境中無線通訊的限制」(無線個人通訊6:311-335, 1998年版)。不過，已證明(在P. Loubaton、M. Debbah及M. de Courville的出版物「使用最小均方誤差(minimum mean square error; MMSE)等化之擴展OFDM效能」(2001年5月美國鹽湖城關於聲音、語音及信號處理之國際會議))V-BLAST演算法不適用於傳統的SOFDM系統，因為在解拓步驟中接收器處貫穿載波之SNR(信號/雜訊比)的平均化。此外，由於需計算數個偽反向矩陣，故此類方法會引起巨大的解碼複雜性。

因此需要一種OFDM通訊系統及其所用的解碼演算法，其中可減輕上述缺點。

發明內容

根據本發明的第一項觀點，會提供如申請專利範圍第1項之擴展OFDM無線通訊系統。

根據本發明的第二項觀點，會提供如申請專利範圍第10項之擴展OFDM無線通訊系統。

根據本發明的第三項觀點，會提供一接收器，用於如申請專利範圍第11項之擴展OFDM無線通訊系統中。

根據本發明的第四項觀點，會提供一接收器，用於如申請專利範圍第18項之擴展OFDM無線通訊系統中。

根據本發明的第五項觀點，會提供一種在如申請專利範圍第19項之擴展OFDM無線通訊系統中操作接收器的方法。

根據本發明的第六項觀點，會提供一種在如申請專利範圍第27項之擴展OFDM無線通訊系統中執行最小均方誤差等化之方法。

在一項觀點中，本發明提供一種新的、有效的，但又簡單、複雜性低的解碼演算法，用於增加的OFDM調變器。

OFDM調變器最好係以沃爾什哈達馬德轉換為基礎，以便利利用沃爾什哈達馬德預編碼器的數學特性。

在一種形式中，新的解碼演算法包括將所接收的區塊分割成相等的兩部分，其中一部分先進行解碼，然後從所接收的向量中減去該部分，以抑制干擾部分，接下去再對另一部分進行解碼。此疊代程序可藉由連續的區塊分割進一步延伸，結果可產生多重解析度解碼演算法。該演算法之誘人的特性為，雖然其仍憑藉偽反向矩陣的計算，但該等偽反向的表達式易於衍生，且僅包含一對角矩陣與沃爾什

哈達馬德變換的乘積。因此，使用沃爾什哈達馬德擴展序列，可簡單地消除 V-BLAST 解碼方案固有的複雜性懲罰。這會顯著增強效能（如與 MMSE SOFDM 相比，大約為 3 至 4 dB），同時只適當增加了複雜性，其促進：

- i) 此類新的調變方案在實務上的使用，以及
- ii) 作為未來無線區域網路標準之解決方式的提議。

新的多重解析度解碼演算法之技術優點突出表現在以下各方面：

- 與現有的 SIC BLAST 相比，其算術複雜性較低，但具有相同或較好的效能。
- 該方法的靈活性及可擴充性（可根據效能/複雜性權衡調整所執行的疊代數目）。
- 可以專有傳輸模式併入所有的 OFDM 標準中（因其可視為目前 OFDM 系統的簡單延伸）
- 與典型的 OFDM 相比，可顯著增強 PER 效能，並產生最小均方誤差 (MMSE) SOFDM 接收器（如 3 dB）。

實施方式

以下將說明，與 MMSE 等化的 SOFDM 方案相比，所述之解碼演算法可顯著提高效能，且與 V-BLAST 解碼策略相比，其複雜性超出量是邊際的。

考慮大小為 $N \times 1$ 的向量 s ，其代表欲傳送之複數值符號的方塊（每個符號均代表一串有限的字母，稱為一集 (constellation)，如 QPSK、QAM 等）。圖 1 為整體擴展 OFDM 傳輸系統 100，其在一發射器中包括一擴展矩陣模組 110、提供

(5)

調變的一模組120、提供保護間隔插入(guard interval insertion)及平行至串列轉換的一模組130以及一數位至類比轉換器140。該發射器係藉由一無線通訊頻道150耦合至一接收器，其包括一混頻器及類比至數位轉換器160、提供保護間隔抑制(guard interval suppression)及串列至平行轉換的一模組170、提供解調的一模組180及提供等化的一模組190。

圖1之系統可直接在圖2所示的頻域中進行模擬，使所接收的向量 y 可表達如下：

$$y=Hw_s+b=M_s+b$$

其中：

H 為 $N \times N$ 對角矩陣，具有複數頻率頻道衰減，

W 為 $N \times N$ 單位沃爾什哈達馬德擴展矩陣，可在解碼演算法中利用其特定的遞迴結構，以減少複雜性，

b 為 $N \times 1$ 複數白(white)IID(獨立且相同分佈)高斯雜訊向量，其變異數成分為 $E[|b_k|^2]=\sigma^2$ (E 代表數学期望運算子)。

在以下的分析中， H 、 W 及 σ^2 係假定為可藉由既定的典型估測技術而在接收器處已知。

以下所說明的程序係根據所接收的向量 y 處理資訊向量 s 檢索，亦可稱為等化步驟。將說明特定的連續干擾消除演算法(稱為「多重解析度解碼演算法」)，而並非使用傳統的MMSE等化器。在以下的分析中， $()^h$ 係定義為赫密特(Hermitian)轉置運算子，且 I_N 係定義為 $N \times N$ 單位矩陣。

多重解析度解碼演算法係基於以下步驟：

(i) 藉由一MMSE等化器對所接收的 y 向量進行解碼，其

後緊跟一非線性決策函數，用 $\text{dec}()$ 表示 (如硬決策解映射程序、軟決策等) $\hat{s} = \text{dec}(G_{\text{MMSE}} y)$ ，其中 $G_{\text{MMSE}} = M^h (M M^h + \sigma^2 I_N)^{-1}$ (乘積 $G_{\text{MMSE}} y$ 的方便實施方案將在下文詳細說明)。

(ii) 將向量 $\hat{s}$ 分成相等大小 $N/2$ 兩部分 $\hat{s} = \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix}$

(iii) 從所接收的向量 y 減去向量 $\hat{s}$ 的後半部分 $\hat{s}_2$ ，以消除 s 的前半部分所產生的干擾，且視 s_2 為 $\hat{s}_2 = s_2$ 。

(iv) 藉由矩陣 G_1 執行由此產生的 y_1 半大小向量之 MMSE 等化，其後緊跟決策函數 $\text{dec}()$ ，以獲得比 $\hat{s}_1$ 更可靠的 s_1 之估測值 $\hat{\hat{s}}_1$ 。

(v) 可能對 $\hat{s}$ 的前半部分重複該程序，以獲得較 $\hat{s}_2$ 更好的 s_2 之估測值 $\hat{\hat{s}}_2$ 。

(vi) 分別以 $\hat{\hat{s}}_1$ 及 $\hat{\hat{s}}_2$ 代替 $\hat{s}_1$ 及 $\hat{s}_2$ ，可重複此類運算。

換成等式而言，上述程序便等同於下列步驟：

多重解析度解碼演算法之第一級 (310)

步驟 0，(300)： y 之 MMSE 等化： $s = \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix} = \text{dec}(G_{\text{MMSE}} y)$

步驟 1： $y_1 := y - M \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 - \hat{s}_2 \end{bmatrix} + b$

步驟 2： $\hat{s}_1$ 之 MMSE 等化： $\hat{\hat{s}}_1 = \text{dec}(G_1^{(1)} y_1)$

步驟 3： $y_2 := y - M \begin{bmatrix} \hat{\hat{s}}_1 \\ 0 \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} s_1 - \hat{\hat{s}}_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + b$

步驟 4： $\hat{s}_2$ 之 MMSE 等化： $\hat{\hat{s}}_2 = \text{dec}(G_2^{(1)} y_2)$

步驟 5： $\hat{s} = \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix} := \begin{bmatrix} \hat{\hat{s}}_1 \\ \hat{\hat{s}}_2 \end{bmatrix}$

步驟 6：進行步驟 1

應注意，雖然如上所述，只將所接收的信號 y 一分為二，但在其更一般的形式中，該程序可將 y 分成 N 個分部，其中 N 可被 2 的冪除盡，即對於任何整數 k ， $N/2^k$ 的結果為一整數。一般化的演算法在於對由此產生的每個 y 子區塊重複上述程序。將演算法的級 i 定義為在大小為 $N/2^i$ 區塊中對 y 的一層分部所執行的運算。

為說明起見，所提出的多重解析度演算法之第二級會產生下列運算：

多重解析度解碼演算法之第二級 (320)

$$\text{步驟 0：作 } \hat{s} = \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \\ \hat{s}_3 \\ \hat{s}_4 \end{bmatrix}$$

$$\text{步驟 1：} y_1 := y - M \begin{bmatrix} 0 \\ \hat{s}_2 \\ \hat{s}_3 \\ \hat{s}_4 \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 - \hat{s}_2 \\ s_3 - \hat{s}_3 \\ s_4 - \hat{s}_4 \end{bmatrix} + b$$

$$\text{步驟 2：} \hat{s}_1 \text{ 之 MMSE 等化：} \hat{s}_1 = \text{dec}(G_1^{(2)} y_1)$$

$$\text{步驟 3：} y_2 := y - M \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ 0 \\ \hat{s}_3 \\ \hat{s}_4 \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} s_1 - \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \\ s_3 - \hat{s}_3 \\ s_4 - \hat{s}_4 \end{bmatrix} + b$$

$$\text{步驟 4：} \hat{s}_2 \text{ 之 MMSE 等化：} \hat{s}_2 = \text{dec}(G_2^{(2)} y_2)$$

$$\text{步驟 5：} y_3 := y - M \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \\ 0 \\ \hat{s}_4 \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} s_1 - \hat{s}_1 \\ s_2 - \hat{s}_2 \\ s_3 \\ s_4 - \hat{s}_4 \end{bmatrix} + b$$

(8)

步驟 6： $\hat{s}_3$ 之 MMSE 等化： $\hat{s}_3 = \text{dec}(G_3^{(2)} y_3)$

$$\text{步驟 7： } y_4 := y - M \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \\ \hat{s}_3 \\ 0 \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} s_1 - \hat{s}_1 \\ s_2 - \hat{s}_2 \\ s_3 - \hat{s}_3 \\ s_4 \end{bmatrix} + b$$

步驟 8： $\hat{s}_4$ 之 MMSE 等化： $\hat{s}_4 = \text{dec}(G_4^{(2)} y_4)$

步驟 9： $\hat{s} := \hat{s}$

步驟 10：進行步驟 1

應注意， $G_i^{(r)}$ 表示在級 γ 處大小為 $N/2^\gamma$ 的向量 y 之子區塊 r 的 MMSE 等化矩陣。

重要的是，應注意每個級均可以許多的方式排序，其遵循圖 3 之曲線圖中的二元樹。二元樹中的各路徑均會導致所述之演算法的另一示例。級數目之深度及各級須疊代的次數可藉由一複雜性/效能權衡準則來決定。

因此為使解碼過程精煉，相同的機制亦可應用於大小為 $N/4$ 、 $N/8$ 等區塊，從而可獲得更高的解碼解析度。

顯而易見，增加級數及疊代次數可產生更為穩健的估測程序。然而模擬顯示：為改善解碼的向量，錯誤位元率會在若干次疊代之後收斂，幸運的是，在實務上只需考慮演算法的第二級。

計算向量 y_1 與矩陣 $G_i^{(r)}$ 之乘積的快速演算法可實施如下。

首先，檢查矩陣 $G_i^{(r)}$ 的表達式，其係藉由清楚地假定在各級均有：

$$\bullet \quad E\left([s_k - \hat{s}_k][s_k^H - \hat{s}_k^H]\right) \approx \rho(p_k) I_{N/2^\gamma}$$

- $E(s_k \hat{s}_k) \approx 0$ for $k \neq k'$
- $E(\hat{s}_k b^H) \approx 0$

其中 E 為期望運算子， ρ 為 P_k (第 k 個區塊在最後的等化之後的位元錯誤率) 的函數，其係取決於所用的集。

在此類假定下，即可計算各級所用的 MMSE 等化矩陣表達式：

$$G_k^{(r)} = \begin{bmatrix} 0_{\frac{N}{2^r} \times \frac{(k-1)N}{2^r}} & I_{\frac{N}{2^r}} & 0_{\frac{N}{2^r} \times \frac{(2^r-k)N}{2^r}} \end{bmatrix} M^H (M D_k^{(r)} M + \sigma^2 I_N)^{-1}$$

其中 $D_k^{(r)}$ 為以下的區塊對角矩陣：

$$D_k^{(r)} = \text{diag} \left(\rho(p_1) I_{\frac{N}{2^r}} \quad \dots \quad \rho(p_{k-1}) I_{\frac{N}{2^r}} \quad I_{\frac{N}{2^r}} \quad \rho(p_{k+1}) I_{\frac{N}{2^r}} \quad \dots \quad \rho(p_{2^r}) I_{\frac{N}{2^r}} \right)$$

模擬顯示 $\rho(P_k)$ 項對整體效能不起重要作用，因此可忽略 (以 0 代替)，從而大幅度簡化了矩陣乘積的運算。在此種情形中，當定義 $\frac{N}{2^r} \times \frac{N}{2^r}$ 對角矩陣時，可顯示如下：

$$\Delta_r = \text{diag} \left\{ \frac{1}{\sigma^2 + \frac{1}{2^r} \sum_{k=0}^{2^r-1} |h_{i+kN/2^r}|^2} \right\}_{i=1}^{N/2^r}$$

通常可獲得以下結果：

$$\begin{bmatrix} G_1^{(r)} \\ \dots \\ G_{2^r}^{(r)} \end{bmatrix} = W \begin{bmatrix} \Delta_r & 0 & 0 \\ 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \Delta_r \end{bmatrix} H^*$$

因此乘以 $G_i^{(r)}$ 之積可減少至 y_i 乘以一對角矩陣之積，其係根據頻道係數 (僅計算並儲存一次)，後緊接大小為 $\frac{N}{2^r} \times N$ 之沃爾什哈達馬德矩陣的子集之積。因此，在先前的二等

式中所詳細說明的程序會使執行各種MMSE等化步驟以簡單且低數學複雜性之方式進行。可在各級中產生簡單甚多之複雜性等級 $2^\gamma N \log_2 \left(\frac{N}{2^\gamma} \right)$ ，而不是 $G_i^{(r)}$ 所需的預期高數學複雜性等級 N^3 。

多重解析度解碼演算法的複雜性可如下估測。沃爾什哈達馬德結構引起的數學簡化可將複雜性降為甚低。在演算法的各級 γ 處，可能高估一次疊代（即 $G_i^{(r)}$ 中 y 的 2^γ 運算及決策）的複雜性 $C(\gamma, N)$ ：

$$C(\gamma, N) \approx N \left(2^\gamma \left(2 \log_2 \left(\frac{N}{2^\gamma} \right) + 6 \right) + 2 + \frac{3}{2^\gamma} \right) \times \text{AddR} + N \left(3 \times 2^\gamma + 4 + \frac{5}{2^\gamma} \right) \times \text{MulR} + N \times \text{Decision}$$

其中AddR為二實數值相加的複雜性（假定與減法的複雜性相同），MulR為乘法的複雜性，且Decision為複數值之硬式決策的複雜性（符號的選擇）。

藉由上述在5.2 GHz、20 MHz頻寬；64載波及800 ns保護時間HIPERLAN/2 OFDM系統（使用QPSK集）實施多重解析度解碼演算法，可改善效能。實施模擬係使用2頻道分佈：(i)理想時間插入BRAN‘E’頻道模型，以及(ii)頻域中純粹獨立Rayleigh衰減。未編碼情形下位元錯誤率(BER)與 $\frac{E_b}{N_0}$ （每位元能量/雜訊能量）的比值呈函數關係之結果係在圖4及圖5中提供。

與使用沃爾什哈達馬德擴展序列的OFDM及MMSE SOFDM系統相比，藉由使用新的解碼策略可觀察到明顯的改善：

對於 10^{-4} 的目標 BER 而言，與在三第一級使用一或二次疊代的 MMSE SOFDM 相比，可達到 3 dB 以上。

這意謂著對於相同固定的 BER 及既定的 C/I (載波比干擾) 而言，使用多重解析度的 16QAM SOFDM 具有與 QPSK SOFDM MMSE 傳輸方案相同的效能，但在位元率方面可增強 4 倍。此種顯著的改善表明現有系統的解碼方案之改善如何在既定的 QoS 約束下轉變為較大的系統容量。

應明白，上述 OFDM-CDMA、擴展 OFDM 單一使用者系統之多重解析度解碼演算法具有下列優點：新的多重解析度解碼演算法的下列技術優點突出表現在：

- 與現有的 SIC BLAST 相比，其算術複雜性較低，但具有相同或較好的效能。
- 該方法的靈活性及可擴充性 (可根據效能 / 複雜性權衡調整所執行的疊代數目)。
- 可以專有傳輸模式合併進所有的 OFDM 標準中 (因為其可視為當前 OFDM 系統的簡單延伸)。
- 與典型的 OFDM 相比，可顯著增強 PER 效能，並產生最小的均方誤差 (MMSE) SOFDM 接收器 (如 3 dB)。

圖式簡單說明

上文已藉由範例並參考附圖說明包含本發明的一 OFDM 單一使用者通訊系統及其所用的解碼演算法，其中：

圖 1 為 OFDM-CDMA (擴展 OFDM) 單一使用者通訊系統的示意方塊圖；

圖 2 為圖 1 之系統在適當頻域中模擬的示意方塊圖；

圖 3 為 圖 1 之 系 統 中 所 用 的 兩 段 式 多 重 解 析 度 解 碼 演 算 法 之 概 略 性 二 元 樹 ；

圖 4 及 5 為 多 重 解 析 度 解 碼 演 算 法 之 類 比 效 能 的 曲 線 圖 ， 其 係 與 各 自 不 同 的 頻 道 分 布 下 其 他 解 碼 情 形 相 比 ， 其 中 BER(位 元 錯 誤 率)與 $\frac{E_b}{N_0}$ (每 位 元 能 量 /雜 訊 能 量)呈 函 數 關 係 。

圖 式 代 表 符 號 說 明

- 100 擴 展 正 交 頻 分 多 工 傳 輸 系 統
- 110 擴 展 矩 陣 模 組
- 120 模 組
- 130 模 組
- 140 數 位 至 類 比 轉 換 器
- 150 無 線 通 訊 頻 道
- 160 混 頻 器 及 類 比 至 數 位 轉 換 器
- 170 模 組
- 180 模 組
- 190 模 組
- y 信 號

肆、中文發明摘要

本發明揭示一種擴展正交頻分多工無線通訊(具有循環前綴之單一使用者 OFDM-CDMA)之操作系統(100)、接收器(160至190)及方法，其具有以下步驟：等化所接收的擴展 OFDM 信號(y)，並將其分割成第一及第二部分($\hat{s}_1, \hat{s}_2$)；對該第二部分作出決策，並從所接收的該信號減去該第二部分，以產生一第一差信號；處理該第一差信號，以恢復所接收之該信號的第一部分，其中實質上係減少該第二部分的符號干擾項；對該第一部分作出決策，並從所接收的該信號減去該第一部分，以產生一第二差信號；以及處理該第二差信號，以恢復所接收之該信號的第二部分，其中實質上係減少該第一部分的符號干擾項。可在該級廣泛地疊代程序。在第二級中，將所恢復的接收信號分割成更多(如 4)部分，並進行相似地處理，以進一步減少干擾。相同

伍、英文發明摘要

A system (100), receiver (160-190) and method of operation for spread OFDM wireless communication (single user OFDM-CDMA with cyclic-prefix) by: equalizing the received spread OFDM signal (y) and splitting it into first and second portions ($\hat{s}_1, \hat{s}_2$); making a decision on the second portion and subtracting the second portion from the received signal to produce a first difference signal; processing the first difference signal to recover the first portion of the received signal in which symbol interfering terms of the second portion are substantially reduced; making a decision on

的機制亦可應用於尺寸縮小的區塊(分割成8、16塊等)，從而產生較高解析度解碼及一樹狀結構。

同樣地，執行最小的均方誤差等化係藉由：乘以一第一對角矩陣，其具有與頻道係數相關的元素；以及乘以一第二矩陣，其為沃爾什哈達馬德(Walsh Hadamard)矩陣的一子集。

這便降低了算術複雜性，可根據效能/複雜性之權衡調整所執行的疊代數目，其可視為目前OFDM系統的簡單延伸，且其可大幅度增強PER效能(如3dB)。

the first portion and subtracting the first portion from the received signal to produce a second difference signal; and processing the second difference signal to recover the second portion of the received signal in which symbol interfering terms of the first portion are substantially reduced. The process may be iterated extensively at this stage. In a second stage, the recovered received signal is split into a greater number of portions (e.g., 4), and processed similarly to further reduce interference. The same mechanisms can be applied to blocks of reduced size (divided into

8, 16 etc.) leading to a higher resolution of the decoding and a tree-like structure.

Also, minimum mean square error equalization is performed by multiplying by a first diagonal matrix having elements dependent on channel coefficients; and multiplying by a second matrix which is a subset of a Walsh Hadamard matrix.

This provides low arithmetical complexity, it is possible to adjust the number of iterations to be performed based on a performance/complexity tradeoff, it can be viewed as a simple extension of current OFDM systems, and it yields a significant PER performance enhancement (e.g., 3dB)

拾壹、圖式

100

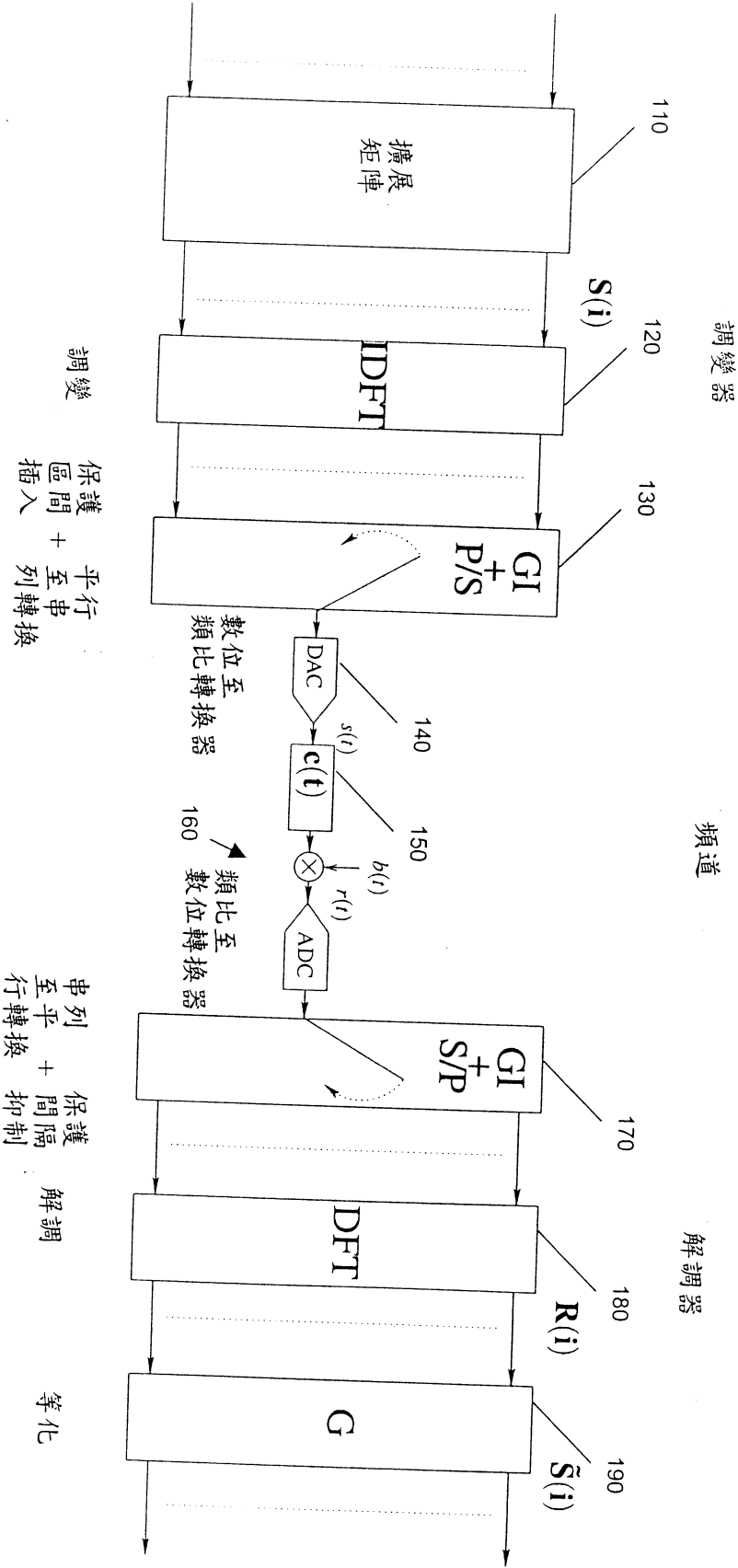


圖 1

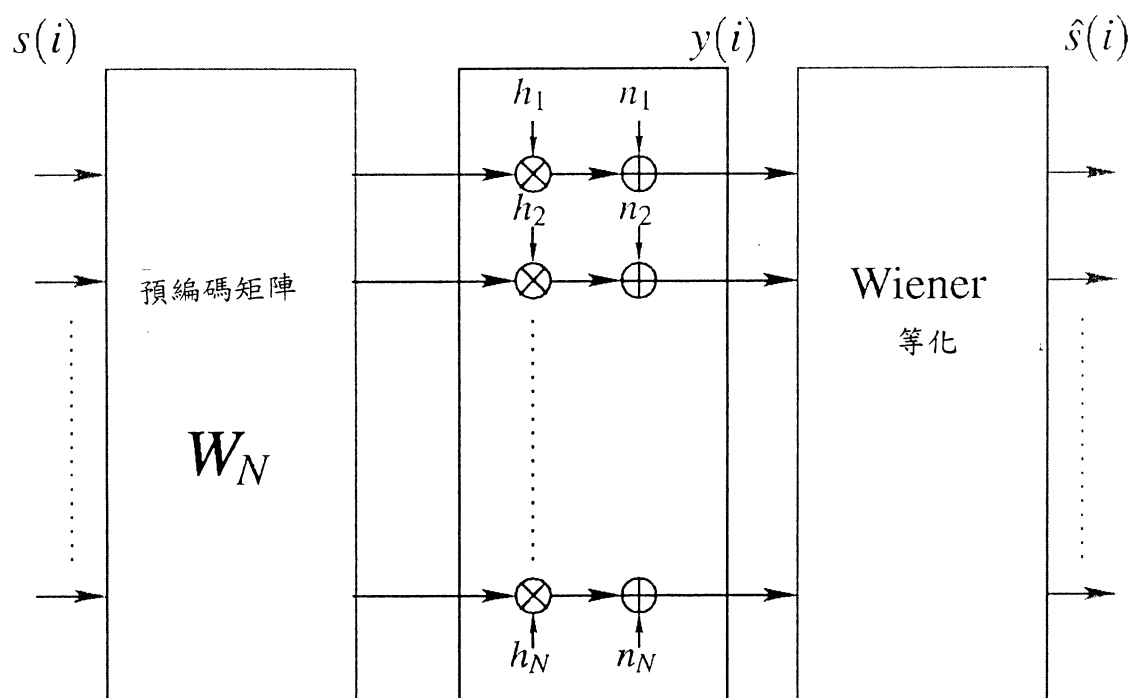


圖 2

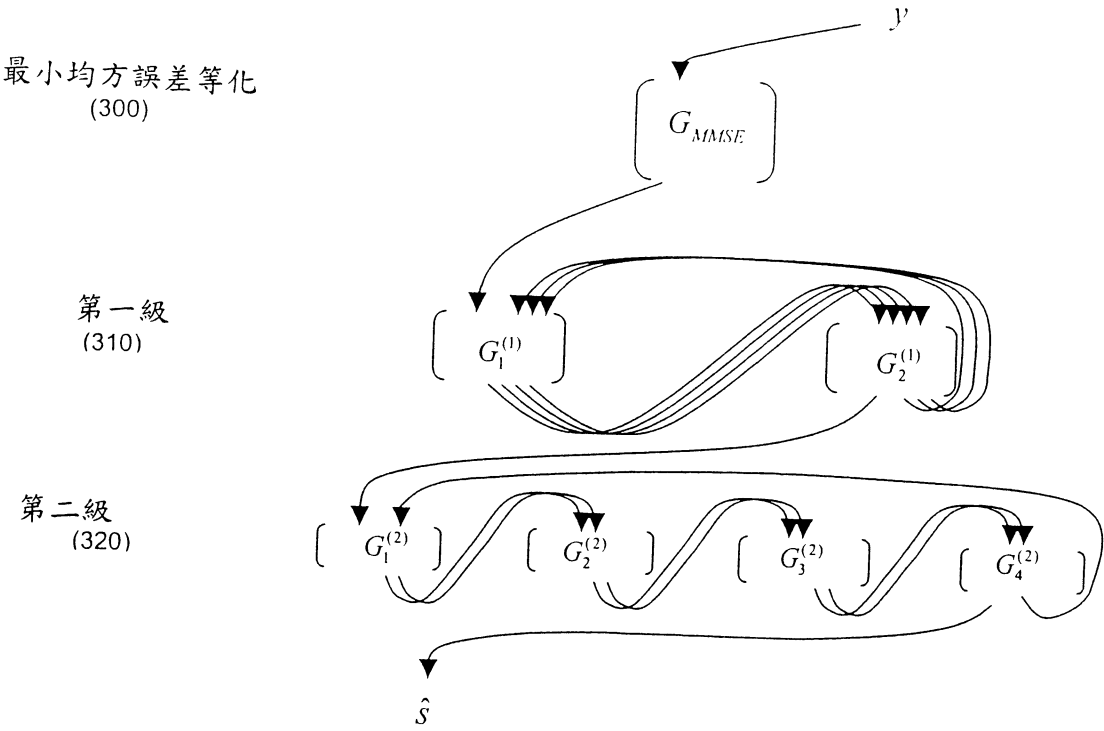


圖 3

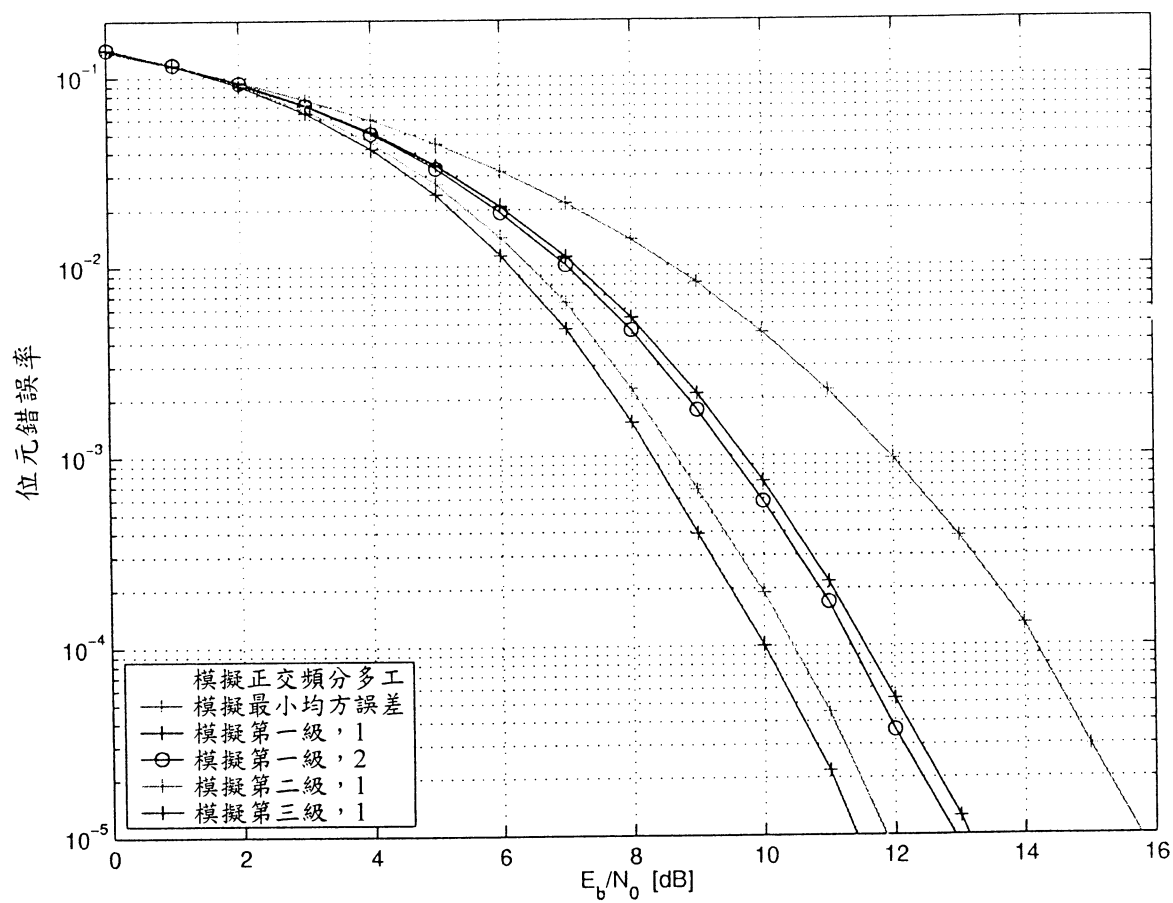


圖 4

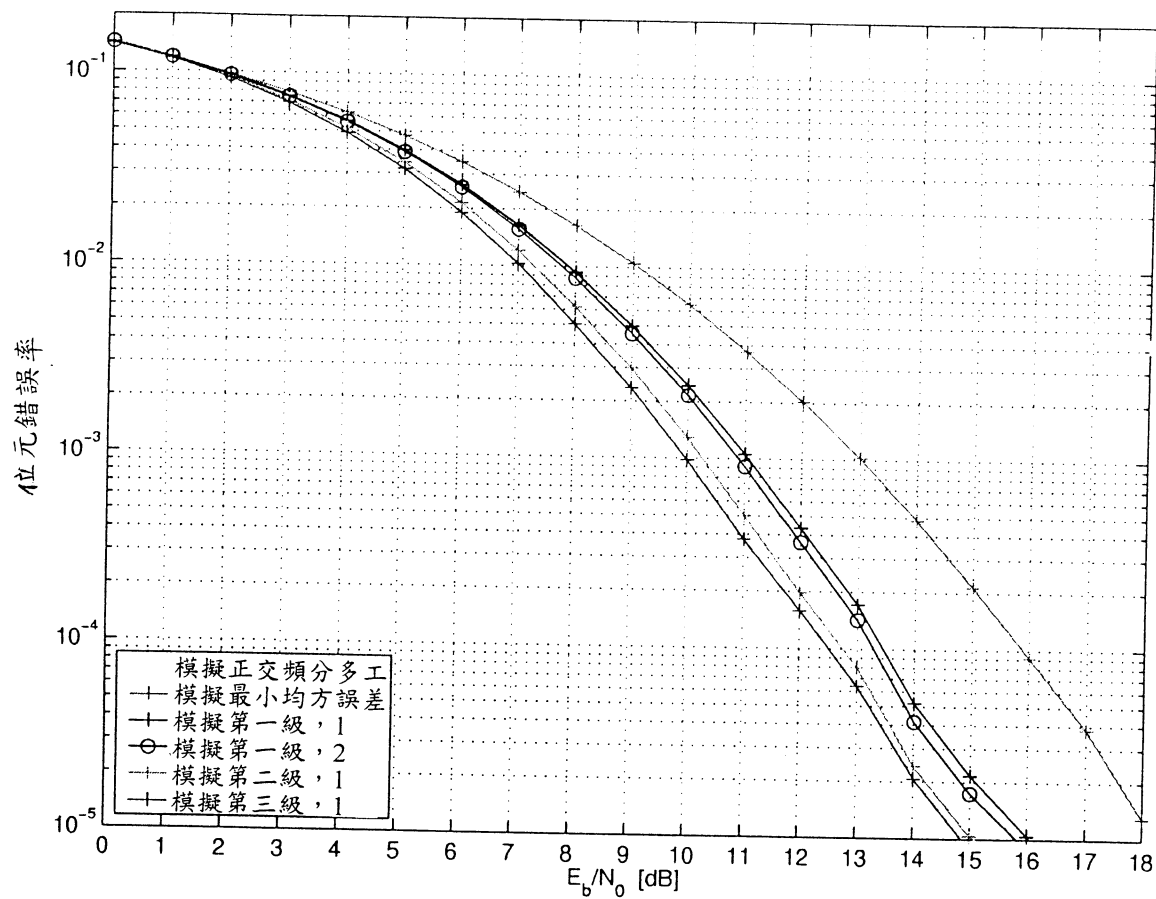


圖 5

陸、(一)、本案指定代表圖為：第1圖

(二)、本代表圖之元件代表符號簡單說明：

100	擴展正交頻分多工傳輸系統
110	擴展矩陣模組
120	模組
130	模組
140	數位至類比轉換器
150	無線通訊頻道
160	混頻器及類比至數位轉換器
170	模組
180	模組
190	模組

柒、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

拾、申請專利範圍

1. 一種擴展正交頻分多工無線通訊系統(100)，其包括：

在一發射器(110至140)處

用以傳送一擴展 OFDM 信號之構件；

在一接收器(160至180)處

用以接收該擴展 OFDM 信號之構件；

用以等化該擴展 OFDM 信號之構件；

用以將已等化的該擴展 OFDM 信號分割成一第一複數個部分的構件，該等第一複數個部分包括一第一部分及一第二部分；

對該第二部分作出一決策，以產生一已決策的一第二部分之構件；

自所接收的該擴展 OFDM 信號減去已決策的該第二部分，以產生一第一差信號之構件；以及

等化及處理該第一差信號，以恢復所接收之該信號的第一部分之構件，其中實質上係減少第二部分干擾項所引起的干擾。

2. 如申請專利範圍第 1 項之系統，其進一步包括：

在接收器(160至180)處

對該第一部分作出一決策以產生一已決策的一第一部分之構件；

自已等化的該擴展 OFDM 信號減去該第一部分，以產生一第二差信號之構件；以及

等化及處理該第二差信號，以恢復所接收之該信號

的第二部分之構件，其中實質上係減少第一部分干擾項所引起的干擾。

3. 如申請專利範圍第2項之系統，其中該接收器(160至180)係進一步包括使用已恢復的該第一及第二部分代替已決策的該第一及第二部分重複處理一另外的預定次數，以恢復該第一及第二部分之更可靠的估測值之構件。
4. 如申請專利範圍第1、2或3項之系統，其係進一步包括：在接收器(160至180)處

用以將已恢復的接收信號分割成一第二複數個部分的構件，該等第二複數個部分的數目係大於該等第一複數個部分，且包括一第一後續的部分、一第二後續的部分、一第三部分及一第四部分；

自所接收的該信號減去該第二後續的部分、該第三部分及該第四部分，以產生一第一後續的差信號之構件；以及

用以處理該第一後續的差信號，以恢復該經過恢復的接收信號之第一後續的部分之構件，其中實質上係減少第二、第三及第四部分干擾項所引起的干擾；

對該第一後續的部分作出一決策，以產生一已決策的第一後續部分之構件；

自所接收的該信號減去該第一後續的部分、該第三部分及該第四部分，以產生一第二後續的差信號之構件；以及

用以處理該第二後續的差信號，以恢復該經過恢復

的接收信號之第二後續部分的構件，其中實質上係減少第一、第三及第四部分干擾項所引起的干擾；

對該第二後續的部分作出一決策，以產生一已決策的第二後續部分之構件；

自所接收的該信號減去該第一後續的部分、該第二後續的部分及該第四部分，以產生一第三差信號之構件；

用以處理該第三差信號以恢復該經過恢復的接收信號之第三部分的構件，其中實質上係減少第一、第二及第四部分干擾項所引起的干擾；

對該第三部分作出一決策，以產生一已決策的第三部分之構件；

自所接收的該信號減去該第一後續的部分、該第二後續的部分及該第三部分，以產生一第四差信號之構件；

用以處理該第四差信號以恢復該經過恢復的接收信號之第四部分的構件，其中實質上係減少第一、第二及第三部分干擾項所引起的干擾；以及

對該第四部分作出一決策，以產生一已決策的第四部分之構件。

5. 如申請專利範圍第4項之系統，其中該接收器(160至180)係進一步包括使用已決策的該第一後續部分、已決策的該第二後續部分、已決策的該第三部分及已決策的該第四部分分別代替已恢復的該第一後續部分、已恢復的該

第二後續部分、已恢復的該第三部分及已恢復的該第四部分，來重複處理一另外的預定次數，以恢復該第一後續部分、該第二後續部分、該第三部分及該第四部分之更可靠的估測值之構件。

6. 如申請專利範圍第4項之系統，其中該等第二複數個部分為一2的整數倍，且大於2。

7. 如申請專利範圍第1項之系統，其中用以等化及處理之該等構件包括：

第一矩陣乘法構件，可乘以一第一對角矩陣，其元素係取決於頻道係數；以及

第二矩陣乘法構件，可乘以一第二矩陣，其為一沃爾什哈達馬德矩陣的一子集。

8. 如申請專利範圍第1項之系統，其中用以等化及處理之該等構件包括用以執行最小均方誤差等化之構件。

9. 如申請專利範圍第1項之系統，其中用以傳輸一擴展OFDM信號之構件包括藉由執行一沃爾什哈達馬德轉換而擴展之構件。

10. 一種擴展正交頻分多工無線通訊系統(100)，其包括：

在一發射器(110至140)處

用以傳送一展開OFDM信號之構件；

在一接收器(160至180)處

用以執行最小均方誤差等化之構件，其具有：

第一矩陣乘法構件，可乘以一第一對角矩陣，其元素係取決於頻道係數；以及

第二矩陣乘法構件，可乘以一第二矩陣，其為一沃爾什哈達馬德矩陣的一子集。

11. 一種用於一擴展 OFDM 無線通訊系統 (100) 之接收器 (160 至 180)，該接收器包括：

用以接收一無線擴展 OFDM 信號之構件；

用以等化該擴展 OFDM 信號之構件；

用以將已等化的該擴展 OFDM 信號分割成一第一複數個部分的構件，該等第一複數個部分包括一第一部分及一第二部分；

對該第二部分作出一決策，以產生一已決策的一第二部分之構件；

用以自所接收的該擴展 OFDM 信號減去已決策的該第二部分，以產生一第一差信號之構件；以及

用以等化及處理該第一差信號，以恢復所接收的該信號之第一部分的構件，其中實質上係減少第二部分干擾項所引起的干擾。

12. 如申請專利範圍第 11 項之接收器，其係進一步包括：

對該第一部分作出一決策，以產生已決策的一第一部分之構件；

用以從已等化的該擴展 OFDM 信號減去決策的該第一部分，以產生一第二差信號之構件；以及

用以等化及處理該第二差信號，以恢復所接收的該信號之第二部分的構件，其中實質上係減少第一部分干擾項所引起的干擾。

13.如申請專利範圍第12項之接收器，其中該接收器係進一步包括使用已恢復的該第一及第二部分代替決策的該第一及第二部分，來重複處理一另外的預定次數，以恢復該等第一及第二部分之更可靠的估測值之構件。

14.如申請專利範圍第11、12或13項之接收器，其係進一步包括：

用以將已恢復的接收信號分割成一第二複數個部分的構件，該等第二複數個部分的數目係大於該等第一複數個部分，且包括一第一後續的部分及一第二後續的部分、一第三部分及一第四部分；

自己恢復的該接收信號減去該第二後續的部分、該第三部分及該第四部分，以產生一第一後續的差信號之構件；以及

用以處理該第一後續的差信號，以恢復該經過恢復的接收信號之第一後續部分的構件，其中實質上係減少第二、第三及第四部分干擾項所引起的干擾；

對該第一後續的部分作出一決策，以產生一已決策的第一後續部分之構件；

自所接收的該信號減去該第一後續的部分、該第三部分及該第四部分，以產生一第二後續的差信號之構件；

用以處理該第二後續的差信號，以恢復該經過恢復的接收信號之第二後續部分的構件，其中實質上係減少第一、第三及第四部分干擾項所引起的干擾；

對該第二後續的部分作出決策，以產生一已決策的第

二後續部分之構件；

自所接收的該信號減去該第一後續的部分、該第二後續的部分及該第四部分，以產生一第三差信號之構件；

用以處理該第三差信號，以恢復該經過恢復的接收信號之第三部分的構件，其中實質上係減少第一、第二及第四部分干擾項所引起的干擾；

對該第三部分作出一決策，以產生已決策的一第三部分之構件；

自所接收的該信號減去該第一後續的部分、該第二後續的部分及該第三部分，以產生一第四差信號之構件；

用以處理該第四差信號，以恢復該經過恢復的接收信號之第四部分的構件，其中實質上係減少第一、第二及第三部分干擾項所引起的干擾；以及

對該第四部分作出一決策，以產生已決策的一第四部分之構件。

- 15.如申請專利範圍第14項之接收器，其係進一步包括使用已決策的該第一後續部分、已決策的該第二後續部分、已決策的該第三部分及已決策的該第四部分分別代替已恢復的該第一後續部分、已恢復的該第二後續部分、已恢復的該第三部分及已恢復的該第四部分，來重複處理一另外的預定次數，以恢復該第一後續部分、該第二後續部分、該第三部分及該第四部分之更可靠的估測值之構件。

- 16.如申請專利範圍第11項之接收器，其中用以等化及處理

之該等構件包括：

第一矩陣乘法構件，可乘以一第一對角矩陣，其元素係取決於頻道係數；以及

第二矩陣乘法構件，可乘以一第二矩陣，其為一沃爾什哈達馬德矩陣的一子集。

17.如申請專利範圍第11項之接收器，其中用以等化及處理之該等構件包括用以執行最小均方誤差等化之構件。

18.一種用於一擴展 OFDM 無線通訊系統之接收器 (160至180)，該接收器包括：

用以執行最小均方誤差等化之構件，其具有：

第一矩陣乘法構件，可乘以一第一對角矩陣，其元素係取決於頻道係數；以及

第二矩陣乘法構件，可乘以一第二矩陣，其為一沃爾什哈達馬德矩陣的一子集。

19.一種在一擴展 OFDM 無線通訊系統 (100) 中操作一接收器 (160至180) 之方法，該方法包括：

接收一無線擴展 OFDM 信號；

等化該擴展 OFDM 信號；

將已等化的該擴展 OFDM 信號分割成一第一複數個部分，其包括一第一部分及一第二部分；

對該第二部分作出一決策，以產生已決策的一第二部分；

自所接收的該擴展 OFDM 信號減去該第二部分，以產生一第一差信號；以及

等化及處理該第一差信號，以恢復所接收的該信號之第一部分，其中實質上係減少第二部分干擾項所引起的干擾。

20.如申請專利範圍第19項之方法，其係進一步包括：

對該第一部分作出決策，以產生已決策的第一部分；
自己等化的該擴展OFDM信號減去已決策的該第一部分，以產生一第二差信號；以及

等化及處理該第二差信號，以恢復所接收之該信號的第二部分，其中實質上係減少第一部分干擾項所引起的干擾。

21.如申請專利範圍第20項之方法，其係進一步包括使用已恢復的該第一及第二部分代替已決策的該第一及第二部分，來重複處理一另外的預定次數，以恢復該等第一及第二部分之更可靠的估測值。

22.如申請專利範圍第19、20或21項之方法，其係進一步包括：

將已恢復的該接收信號分割成一第二複數個部分，該等第二複數個部分的數目係大於該等第一複數個部分，且包括一第一後續的部分及一第二後續的部分、一第三部分及一第四部分；

自己恢復的該接收信號減去該第二後續的部分、該第三後續的部分及該第四部分，以產生一第一後續的差信號；以及

處理該第一後續的差信號，以恢復該經過恢復的接收

信號之第一後續部分，其中實質上係減少第二、第三及第四部分干擾項所引起的干擾；

對該第一後續的部分作出一決策，以產生已決策的第一後續部分；

自所接收的該信號減去該第一後續的部分、該第三部分及該第四部分，以產生一第二後續的差信號；

處理該第二後續的差信號，以恢復該經過恢復的接收信號之第二後續部分，其中實質上係減少第一、第三及第四部分干擾項所引起的干擾；

對該第二後續部分作出一決策，以產生已決策的第二後續部分；

從所接收的該信號減去該第一後續的部分、該第二後續部分及該第四部分，以產生一第三差信號；

處理該第三差信號，以恢復該經過恢復的接收信號的第三部分，其中實質上係減少第一、第二及第四部分干擾項所引起的干擾；

對該第三部分作出決策，以產生已決策的第一第三部分；

自所接收的該信號減去該第一後續的部分、該第二後續的部分及該第三部分，以產生一第四差信號；

處理該第四差信號，以恢復該經過恢復的接收信號之第四部分，其中實質上係減少第一、第二及第三部分干擾項所引起的干擾；以及

對該第四部分作出決策，以產生已決策的第一第四部分。

23.如申請專利範圍第22項之方法，其係進一步包括使用已

決策的該第一後續部分、已決策的該第二後續部分、已決策的該第三部分及已決策的該第四部分分別代替已恢復的該第一後續部分、已恢復的該第二後續部分、已恢復的該第三部分及已恢復的該第四部分，來重複處理一另外的預定次數，以恢復該第一後續部分、該第二後續部分、該第三部分及該第四部分之更可靠的估測值。

24.如申請專利範圍第22項之方法，其中該等第二複數個部分為2的整數倍，且大於2。

25.如申請專利範圍第19項之方法，其更進一步包括：

乘以一第一對角矩陣，其元素係取決於頻道係數；以及

乘以一第二矩陣，其為一沃爾什哈達馬德矩陣的一子集。

26.如申請專利範圍第19項之方法，其更進一步包括執行最小均方誤差等化。

27.一種用以在一擴展OFDM無線通訊系統(100)中執行最小均方誤差等化之方法，該方法包括：

乘以一第一對角矩陣，其元素係取決於頻道係數；以及

乘以一第二矩陣，其為一沃爾什哈達馬德矩陣的一子集。